

(19) 대한민국특허청(KR)  
(12) 등록특허공보(B1)

|   |   |  |
|---|---|--|
| (51) Int. Cl. <sup>6</sup><br>H04B 1/16 | (45) 공고일자<br>(11) 등록번호<br>(24) 등록일자   | 2001년05월02일<br>10-0288169<br>2001년02월05일               |
| (21) 출원번호<br>(22) 출원일자<br>(30) 우선권 주장   | 10-1993-0024952<br>1993년11월23일<br>92203648.8 1992년11월26일 EP(EP)                                 | (65) 공개번호<br>(43) 공개일자<br>특1994-0012878<br>1994년06월24일 |
| (73) 특허권자<br>(72) 발명자<br>(74) 대리인       | 코닌클리케 필립스 일렉트로닉스 엔.브이.<br>네델란드왕국, 아인드호펜, 그로네보르스베그 1<br>리시모힌드라<br>네델란드, 아인드호펜, 그로네보르스베그 1<br>이병호 | 요트.게.아. 롤페즈  |

**심사관 : 정현수**

**(54) 직접변환수신기**

**요약**

공지의 직접 변환 수신기, 예로 페이징을 위한 수신기, 바른 극성 a.f.c. 신호를 얻기 위한 수신기에서, a.f.c. 신호는 주파수 식별기와 얻어진 에러 전압을 갖는 복조 데이터를 승산함으로써 유도된다. 상기는 정교한 회로를 필요로 함은 그렇다 치고, 주파수 식별기의 출력 신호와 복조 데이터를 승산하기 전에 데이터 필터 지연이 소모되어야 한다. 본 발명에 따른 직접 변환 수신기(1)는 로컬 발진기(14)에 제어 신호(ct)를 공급하는 디지털-대-아날로그 변환기(31)를 포함하는 a.f.c. 수단을 포함한다. 제어 신호(ct)는 유효 데이터 스캐닝을 토대로, 스캐닝 구간 동안 결정된다. 신호 품질 결정 수단(32)은 컨트롤러(20)가 디지털-대-아날로그 변환기(31)의 출력 범위(DAR)를 통해 스테핑하는 동안 유효 데이터(vdta)를 결정한다. 제어 신호(ct)는 유효 데이터 범위(VR)내에서 조절되고, 스캐닝은 정규적으로 반복된다. 본 발명은 간단한 a.f.c. 수단을 제공한다. 그의 필요한 루프 필터는 필요하지 않다. 신호 품질은 측정된 신호 주파수 또는 유효 CRC, 단일 에러 신드럼을 갖는 CRC, 또는 다른 유사한 것들과 같은 다른 기준을 토대로 할 수 있다.

**대표도**

**도1**

**명세서**

[발명의 명칭]

직접 변환 수신기

[도면의 간단한 설명]

제1도는 본 발명에 따른 직접 변환 수신기의 개략도,

제2도는 본 발명에 따른 신호 품질 결정 수단의 실시예,

제3도는 본 발명에 따른 신호 품질 결정 수단에서의 주파수-대-전압 변환기,

제4도는 본 발명에 따른 신호 품질 결정 수단의 다른 실시예,

제5도는 본 발명에 따른 범위를 도시한다.

제6도는 본 발명에 따른 신호의 주파수를 도시한다.

제7도는 본 발명에 따른 직접 변환 수신기에서 제 2 a.f.c. 수단에 대한 흐름도를 도시한다.

<도면의 주요부분에 대한 부호의 설명>

7, 11 : 혼합기

9, 13 : 리미터

14 : 로컬 발진기

18 : 복조기

20 : 마이크로컨트롤러

31 : 디지털-대-아날로그 변환 장치

32 : 신호 품질 결정 수단

## [발명의 상세한 설명]

본 발명은 관련 신호를 구적하기 위해 rf 입력 신호를 혼합하는 한쌍의 구적 관련 혼합기에 결합된 로컬 주파수 발생 장치와, 구적 관련 신호를 복조 데이터로 복조시키는 복조기와, 상기 로컬 주파수 발생 장치에 제어 신호를 공급하며 구적 경로에 결합된 a.f.c. 수단을 포함하는 직접 변환 수신기에 관한 것이다.

이러한 직접 변환 수신기는 FSK(Frequency Shift Keying) 변조 기구를 사용하는 디지털 페이징 수신기 또는 송수신기가 될 수 있으며, 역시 무선 전화기용 송수신기 또는 이와 유사한 것이 될 수 있다.

상기와 같은 종류의 직접 변환 수신기는 영국 특허 출원 GB 2 180 419 에서 공지되어 있다. 상기 공지된 직접 변환 수신기에서 고유의 올바른 극성을 가진 로컬 발진기에 대한 a.f.c.(automatic frequency control) 신호는 소위 I-채널 및 Q-채널 수신기 경로에서 유도된다. 상기 목적을 위해, 베이스밴드 I-채널 신호가 위상 검출기에 Q-채널 신호와 함께 입력되고, 상기 I-채널 신호는 주파수 식별기에도 입력된다. 상기 위상 검출기와 주파수 식별기의 출력 신호는 승산기에 입력되고, 상기 승산기의 출력은 제어 신호를 공급하며, 상기 제어 신호는 루프 필터로서의 저역 필터를 거쳐 로컬 발진기에 입력된다. 상기 a.f.c. 수단은 루프 필터를 포함하는 페루프 a.f.c. 가 사용된다는 점에서 복잡하다. 로컬 발진기로서 수정 발진기를 갖는 페이징 수신기 같은 공지된 다른 직접 변환 수신기는 수정의 노화와 온도 드리프트에 기인한 주파수 드리프트 문제에 종속되기 쉽고, 더 극복하기 힘든 것은 보다 높은 데이터 레이트이다.

본 발명의 목적은 공지된 수신기의 결점을 제거하고 복잡성이 경감된 직접 변환 수신기를 제공하는 것이다.

말미에서 본 발명에 따른 직접 변환 수신기는 상기 a.f.c. 수단이 제어 신호를 공급하는 디지털-대-아날로그 변환 장치와, 복조된 데이터로부터 유효 데이터 신호를 결정하는 신호 품질 결정 수단과, 스캐닝 구간 동안 유효 데이터 범위를 저장하는 저장 수단과, 상기 유효 데이터 범위내에서 상기 디지털-대-아날로그 변환 장치의 출력 신호를 조절값으로 조절하는 수단을 포함한다는 것을 특징으로 한다. 매우 간단한 a.f.c. 수단이 루프 필터를 필요로 하지 않고 얻어진다. 상기 a.f.c. 수단은 근본적으로 오픈 루프 제어를 토대로 하며, 상기 제어 신호는 대개 정기적으로 때때로 갱신된다. 스캐닝 구간 동안 수신 신호의 특정부분을 고찰하거나 다른 수신 신호 특성을 조사함으로써, 디지털-대-아날로그 변환 장치의 출력값의 범위를 통해 스테핑하면서, 유효 데이터 범위가 얻어진다. 본 발명은 이러한 스캐닝이 매우 자주 반복될 필요가 없으며 온도 드리프트나 노화는 느린 과정이라는 인식을 토대로 한다.

국제 특허 WO 92 / 08294 에서 로컬 발진기에 제어 신호를 공급하는 디지털-대-아날로그 변환기를 갖는 슈퍼히트라인 수신기용 a.f.c. 가 공개된다. 그러나, 상기 a.f.c. 는 근본적으로 디지털 페 루프 a.f.c. 이다. 즉, 페 루프 에러 신호가 측정된 오프셋 주파수를 토대로 하여 계산된다. 게다가, 분리된 RSSI 회로(Received Signal Strength Indication)가 필요하다. 상기 공개된 방법은 오직 강 신호에 대해서만 작동한다.

본 발명에 따른 직접 변환 수신기의 실시예에서, 조절값은 유효 데이터 범위내의 중간-범위값의 주변값이다. 이렇게 하여 발진기 드리프트시 유효 데이터에서 비유효 데이터로의 천이가 매우 쉽게 일어나는 유효 데이터 범위의 경계에서 얻어질 수 있는 것보다 더 신용있는 조절값이 얻어진다.

본 발명에 따른 직접 변환 수신기의 추가의 실시예에서, 제 1 동작 모드에서 제 1 범위가 스캔되고 제 2 동작 모드에서 제한된 제 2 범위가 앞선 조절 값 주변에서 스캔된다. 동작점이 미리 조절되었으면 주파수 스캐닝 시간이 경감된다.

본 발명에 따른 직접 변환 수신기의 추가의 실시예에서, 유효 데이터 스캐닝은 기대 데이터 프레임 동안 정지된다. 스캐닝이 기대 데이터 프레임을 오버랩할 때, 상기 데이터 프레임은 분실되지 않는다. 사실상, 유효 데이터의 검출이 힘이 들므로, 그러한 오버랩이 발생된다. 그래서, 데이터 프레임 사이에서 스캐닝이 행해진다.

본 발명에 따른 직접 변환 수신기의 실시예에서, 유효 데이터 신호를 결정하는 신호 품질 결정 수단은 아날로그-대-디지털 변환 장치 또는 비교 장치에 결합된 주파수-대-전압 변환기를 포함한다. 상기 실시예에서, 상기 신호 품질은 BER(bit error rate)에 관하여 동작의 임계를 토대로 하여 결정된다. 동작 임계에서의 신호 주파수는 잡음 신호만의 즉 데이터가 없을 때의 주파수와 구별될 수 있다.

본 발명에 따른 직접 변환 수신기의 다른 실시예에서, 유효 데이터 신호를 결정하는 신호 품질 결정 수단은 게이트된 카운터에 결합된 마이크로 콘트롤러를 포함한다. 이 실시예에서, 상기 제어값은 대개 유효 데이터 범위내의 중간-범위값에 대응하여, 최소 카운터값이 얻어지도록 선택된다.

본 발명에 따른 직접 변환 수신기의 다른 실시예에서, 상기 신호 품질 결정 수단은 유효 CRC, 단일 에러 신드롬을 갖는 CRC, 데이터 프레임 프리앰블, 싱크 패턴 또는 BER 과 같은, 복조 데이터의 신호 특성을 기초로 하여 유효 데이터 신호를 결정한다. 축약어 CRC 는 순환 잉여 코드(Cyclic Redundancy Code)를 의미하며, BER 은 비트 에러율(Bit Error Rate)을 의미한다. 이 실시예에서 대개 마이크로콘트롤러가 사용되는데, 마이크로콘트롤러는 신호 특성을 구한다. 신호 특성 검출은 관련 규범(standard), 즉 POGSAG 페이징 규범에 따라 행해질 수 있다.

본 발명에 따른 직접 변환 수신기의 추가의 실시예에서, 로컬 주파수 발생 장치는 열적으로 절연된 수정을 포함한다. 연속 스캔간의 주기가 연장된다. 특히 대개 전지에 의해 전력 공급되는, 휴대용 디바이스와 같은 직접 변환 통신 디바이스에서, 상기 전지 절약을 유도한다.

본 발명에 따른 직접 변환 수신기의 추가의 실시예는 수신기가 청구항 1 에서 11 중 어느 하나에서 청구된 제 1 의 a.f.c. 수단, 상대적으로 강한 rf 입력 신호에 특히 적당한 제 2 의 a.f.c. 수단 및 입력 신호의 신호 강도를 결정하는 RSSI-수단을 포함하며, 직접 변환 통신이 결정된 신호 강도가 소정의 임계값을 초과하면 제 1 의 a.f.c. 수단에서 제 2 의 a.f.c. 수단으로 스위칭하기 위해 배열된다. 그렇게 하여 최적의 a.f.c. 수단이 얻어진다. 상기 제 1 의 a.f.c. 수단은 상대적으로 낮은 rf 입력 신호 전력에 대해 최적화되며, 반면 제 2 의 a.f.c. 수단은 상대적으로 높은 rf 입력 전력에 대해 최적이다.

본 발명은 예로서 첨부한 도면을 참고로 하면서 이제 설명될 것이다.

제 1 도는 본 발명에 따른 직접 변환 수신기(1)를 개략적으로 도시한다. 페이징 송수신기일 수도 있는 직접 변환 수신기(1)는 FSK 변조 디지털 신호를 운반하는 rf FSK(Frequency Shift Keying) 신호일 수 있는 rf(radio frequency) 입력 신호 rf 를 수신하는 안테나(2)를 포함한다. 상기 rf 입력 신호 rf 는 저 잡음 증폭기(3)에 입력되는데, 상기 증폭기는 소위 I-채널 및 Q-채널인 구적 경로(4,5)에 결합되며 rf 입력 신호 rf 를 구적 관련 신호 I 및 Q 로 혼합한다. 상기 구적 경로(4)는 증폭한 rf 신호를 +45 도 위상 시프트시키는 위상 시프트 디바이스(6)를 포함한다. 상기 위상 시프트 디바이스(6)는 rf 신호 rf 를 신호 I 로 혼합하는 혼합기(7)에 결합되며, 상기 혼합기(7)의 출력은 필터링되며 개개의 필터(8) 및 리미터(limiter)(9)에 의해 제한된다. 유사하게, 구적 경로(5)는 증폭된 rf 신호를 -45 도 위상 시프트시키는 위상 시프트 디바이스(10), 혼합기(11), 필터(12), 신호 Q 를 얻는 리미터(13)를 포함한다. 필터(8,12)는 잡음 밴드폭을 제한하고 채널 선택성을 위해 갖추어진다. 혼합기(7,11)에 필터(8,12)를 AC-커플링함으로써, DC-오프셋 영향이 제거된다. 상기 리미터(9,13)는 위상 신호 변화를 제거하기 위해 공급된다. 상기 혼합기(7,11)는 주파수 승산 장치(16)를 거쳐, 로컬 주파수 발생장치(14), 즉 주파수 결정 소자로서 수정(15)을 갖는 수정발진기에 또한 결합된다. 상기 로컬 주파수 발생 장치(14)는 더 정교한 장치, 즉 기준 주파수를 공급하는 수정 발진기를 갖는 주파수 합성기일 수 있다. 이러한 주파수 합성기는 PLL(phase locked loop)을 기초로 동작할 수 있다. 직접 변환 수신기(1)에서, 혼합 주파수, 즉 승산 장치(16)의 출력 주파수는 반송 주파수  $f_c$  에 관하여, 제로 중간-주파수 신호 I 및 Q 가 얻어지도록 선택된, 발진 주파수로서도 표시된다. 각각 +45 도 및 -45 도 위상 시프트를 하는 두개의 위상 시프트 디바이스 대신에, 혼합 신호의 하나에 대한 발진 신호를 위상 시프트시키는 단일 90 도 위상 시프트 디바이스가 응용될 수 있다. 예로서, 900MHz 반송 주파수  $f_c$  주변의 +4kHz 및 -4kHz 의 주파수 분할을 갖는 FSK 변조 rf 신호에 대해, 반송파는 논리 '0' 및 논리 '1'이 수신된 신호를 나타내는, 수신된 rf 입력 신호 rf 에서 물리적으로 나타나지 않으며, 만일  $f_i=f_c$  이면, 상대적 위상에서는 다를지라도, 신호 I 및 Q 는 4kHz 신호이다. rf 입력 신호 rf 에 관한, 즉 반송 주파수  $f_c$  에 관한 발진 주파수  $f_L$  의 주파수 오프셋의 경우, 베이스밴드 신호 I 및 Q 는 데이터 '1' 및 데이터 '0' 동안 다른 값을 갖는 동일 주파수를 가진다. 복조 데이터를 얻기 위해서, 상기 직접 변환 수신기(1)는 구적 관련 신호 I 및 Q 가 입력되는 복조기(18)를 포함한다. 상기 복조기(18)는 FSK 데이터를 복조하는 리드-래그 위상 검출기(lead-lag phase detector)일 수 있다. 상기 복조기(18)는 데이터 필터(19)를 거쳐 RAM 및 ROM 메모리(21,22) 및 I/O-인터페이스(23)를 가진 마이크로컨트롤러(20)에 결합된다. 이러한 마이크로컨트롤러는 종래기술에서 잘 공지되어 있다. 상기 복조기(18)는 복조된 데이터 dta 를 제공하고, 데이터 필터(19)는 필터된 복조 데이터 fdta 를 제공한다. 페이징 송수신기를 위해, 증폭기(24) 및 음성 재생 디바이스(25)를 거치는 음성 신호, 디스플레이 유닛(26)를 거치는 정보 메시지, 신호 발진 장치(beeper)를 거치는 가청 울림 신호, LED(28)를 거치는 시각 경보 신호와 같은 다양한 출력이 제공될 수 있다. 페이징 송수신기의 경우, 전송 수단(29)이 리턴 메시지를 보내기 위해 갖추어지는데, 상기 수단(29)은 마이크로컨트롤러(20)에 의해 제어되며, 전송 안테나(29)에 결합된다. 본 발명에 따라, 상기 직접 변환 수신기(1)는, 로컬 발진기(14)에 제어 신호 ct 를 공급하는 디지털-대-아날로그 변환 장치(31), 복조 데이터 dta 또는 필터된 복조 데이터 fdta 또는 신호 I 및 Q 중 하나, 즉 리미터(9 또는 13)의 출력 신호 또는 신호 I 및 Q 의 곱으로부터 유효 데이터 신호를 결정하는 신호 품질 결정 수단(32), 스캐닝 구간 동안 유효 데이터 범위를 저장하며 예로 RAM 메모리(21)일 수 있는 저장 수단, 그리고 상기 유효 데이터 범위내에서 디지털-대-아날로그 변환 장치(31)의 출력 신호 ct 를 조절값으로 조절하는 수단을 구비하는 a.f.c. 수단을 포함한다. 다양한 실시예의 동작은 상기 실시예의 설명과 더불어 설명될 것이다. 좀더 개괄적으로 말하면, 특정 품질 기준을 토대로, 상기 신호 품질 결정 수단(32)은 디지털-대-아날로그 변환 수단(31)의 스테핑 범위(stepping range)에 대해 수신 신호의 품질을 결정하며 상기 스테핑은 스캐닝 구간 동안 마이크로 컨트롤러(20)에 의해 제어된다. 상기 마이크로컨트롤러(20)는 유효 데이터 범위를 결정하며 유효 데이터 범위내에서 제어 신호 ct 를 대개 중간-범위값인 조절값으로 조절한다. 스캐닝은 대개 정기적인 구간, 예로 매 5 분 또는 매 10 분이다. 스캐닝은 기대 데이터 프레임과 오버랩될 경우, 구 조절값이 여전히 제어신호 ct 로서 사용될 경우 인터럽트될 수 있다. 제 1 모드에서 디지털-대-아날로그 변환의 전체 출력 범위는 스테핑될 수 있다. 반면 제 2 모드에서, 초기 제 1 스캐닝 후에, 오직 제한된 스테핑만이 제어 신호 ct 의 동작점 부근에서 행해질 수 있고, 최후 조절값이 선행 스캐닝 동안 얻어진다. 정규 데이터 수취 구간 동안 신호가 없거나 약한 신호 조건일 경우, 스캐닝 과정을 즉시 시작할 필요는 없다. 왜냐하면 그러한 조건은 신호 페이딩(fading) 또는 심지어 신호 전송의 인터럽트로 기인할 수 있기 때문이다. 정기적 스캐닝 동안 유효 데이터가 검출되지 않으면, 스캐닝은 더 자주 반복될 수 있다. 스캐닝 구간 사이에서, 정규 수취가 제어 신호 ct 의 최후 조절값을 사용해 볼 수 있다. 본 발명은 오프셋 주파수가 a.f.c. 수단에 의해 매우 작게 되기 때문에 공지된 페이징 수신기보다 훨씬 더 높은 데이터 레이트를 가능하게 한다. 신호 품질 결정 수단(32)은 하드웨어나 ROM 메모리(22)에 저장된 소프트웨어에서 실행될 수 있다. 디지털-대-아날로그 변환 장치(31)는 도시된 대로 마이크로컨트롤러(20)에 내장되거나, 분리된 디바이스일 수도 있다. 또한, a.f.c. 수단은 분리된 IC(집적 회로)로서 실행될 수 있다. 간단한 a.f.c. 수단을 가지는 장점에 관하면, 더 나아가, 인가되는 a.f.c. 제어 신호가 없는 수정 발진기를 사용하는 공지된 수신기와 비교하면, 복잡한 온도 드리프트나 노화 드리프트 소모 기구가 필요하지 않다. 예로서, 900MHz 밴드에서 그러한 공지의 수신기에서의 2.8ppm 보다 적은 온도 드리프트나 노화 드리프트 소모는 페이징 수신기에서 비싸거나 비실용적일 것이다. 본 발명은 온도 소모없이 수정의 사용을 가능하게 한다. 스캐닝간의 연장된 주기 동안, 수정(15)은 열적으로 절연된다. 그러한 절연은 종래 기술에서 잘 알려져 있다. 수정에서 주위환경으로의 많은 열 전달은 수정의 전기적 접촉 리드선을 거쳐 발생한다. 나선형으로 감기고 동시에 절연인 긴 접촉 리드선을 인가함으로써, 좋은 열 전열이 얻어진다.

제 2 도는 본 발명에 따른 신호 품질 결정 수단(32)의 실시예를 도시한다. 같은 참고 번호가 대응되는 특성을 위해 사용된다. 신호 품질 결정 수단(32)은 비교기(41)에 결합된 주파수-대-전압 변환기(40)를 포함하는데, 상기 비교기(41)의 출력(42)은 유효 데이터 신호 vdta, 예로 유효 데이터를 나타내는 논리 '0' 신호, 비유효 데이터를 나타내는 논리 '1' 신호를 공급한다. 도시된 바와같이, 주파수-대-전압 변환기(40)의 입력(43)의 입력 신호로서, 복조 데이터 dta 가 인가될 수 있다. 그러나, 필터링된 복조 데이터 fdta, 리미터(9,13)의 출력 신호인 구적 관련 신호 I 또는 Q 중 하나, 또는 신호 I 및 Q 의 곱이 인가될

수도 있다.

제 3 도는 본 발명에 따른 신호 품질 결정 수단(32)에서의 주파수-대-전압 변환기(40)의 실시예를 도시한다. 주파수-대-전압 변환기(40)는 접지에 결합된 플러스 입력(51)과 마이너스 입력(54) 사이에 결합된 리지스터(52) 및 커패시터(53)의 병렬 배열과 출력(55)을 갖는 op 앰프(50)를 포함하는데, op 앰프(50)의 출력(55)은 주파수-대-전압 변환기(40)의 출력(56)이다. 커패시터(58)와 다이오드(59)가 주파수-대-전압 변환기(40)의 입력부(57)와 입력부(54) 사이에서 직렬 결합되고 커패시터(58)와 다이오드(59)의 접속점(60) 사이에서 다이오드(61)가 접지에 접속된다. 변환기(40)는 디지털 입력 데이터상에서 다이오드-펌프 주파수 지시자로서 동작한다. 유효 데이터 신호의 결정은 신호의 존재가 잡음만이 존재하는 것으로부터, 또는 BER(Bit Error Rate) 관점에서 매우 나쁜 신호로부터 구별될 수 있다는 사고를 토대로 한다. 유효 데이터 신호가 나타나면, 신호 I 및 Q의 측정 주파수는 변조 편차 주파수  $\Delta f$ , 예로  $\Delta f=4\text{kHz}$  주변에 있을 것이다. 반면 데이터가 없거나 나쁜 데이터의 경우, 주파수는 주로 잡음의 존재에 의해 사실상 높아질 것이며 주파수 오프셋으로 인해 베이스밴드 주파수가 높아질 것이다. 유효 데이터 또는 비유효 데이터간의 구별은 만일 비교기(41)가 사용된다면, 주파수-대-전압 변환기(40)의 출력과 임계값  $\text{thr}$  을 비교함으로써 행해진다. 비교기(41) 대신에 아날로그-대-디지털 변환기가 사용될 수 있는데, 이것은 마이크로콘트롤러(20)에 디지털값을 공급한다. 후자의 경우, 마이크로콘트롤러(20)가 유효 데이터 신호  $\text{vdta}$  를 결정한다.

제 4 도는 본 발명에 따른 신호 품질 결정 수단(32)의 다른 실시예를 도시하는데, 상기 수단(32)은 카운터 출력(71)과 게이트 입력(72)과 결합되며 제어 신호  $\text{ct}$  를 공급하는 마이크로콘트롤러(20)로 게이트된 카운터(70)를 포함한다. 도시되듯이 복조 데이터  $\text{dta}$ , 또는 필터링된 복조 데이터  $\text{fdta}$ , 또는 신호 I 또는 Q 중 한, 또는 I 와 Q 의 곱이 카운터 입력(73)에 입력된다. 유효 데이터를 위해, 카운터는 최소 카운터값 주변의 출력값의 범위를 금하며, 반면 보다 높은 카운터값이 비유효 데이터에 대응한다. 리미터 출력 데이터의 사용은 유효 데이터 결정에 신용감을 더하며, 복조 데이터의 사용은 잘못된 결정이 행해지는 로컬 최소를 상승시킨다.

제 5 도는 본 발명에 따른 디지털-대-아날로그 변환기(31)의 출력 범위를 도시한다. 제 1 동작 모드 동안 스캔된 디지털-대-아날로그 변환 장치(31)의 전 출력 전압 범위 DAR, 스캐닝 구간 동안의 유효 데이터 범위 VR, 제 2 동작 모드 동안 스캔된 제한 범위 LR, 대개, 제어 신호  $\text{ct}$  에 대한 조절값은 유효 데이터 범위 VR 의 엣지에서 유효 데이터와 비유효 데이터간에 명확한 전이가 없을 때, 중간-범위값 또는 그것의 근접으로 선택된다. 제 2 동작 모드에서, 제한 범위 LR 은 제 1 동작 모드 동안 조절값 주변의 중심이다.

제 6 도는 본 발명에 따른 신호의 주파수를 도시한다. (가공의) 반송 주파수  $f_c$ , 발진 주파수  $f_L$ , 가공의 반송 주파수  $f_c$  에 관한 데이터 '0' 및 데이터 '1' FSK 변조 신호의 주파수 편차  $\Delta f$ , 반송 주파수  $f_c$  에 관한 발진 주파수  $f_L$  의 주파수 오프셋  $\delta f$ , 각각 데이터 '0'와 데이터 '1'에 대한 복조 신호를 나타내는  $f_0$  및  $f_1$  신호가 도시된다.

제 7 도는 본 발명에 따른 직접 변환 통신 디바이스에서의 제 2 a.f.c. 수단에 대한 흐름도를 도시한다. 상기는 마이크로콘트롤러(20)의 ROM(22)의 저장 프로그램에 의해 실시된다. 본 발명에 따른 설명된 a.f.c. 수단은 제 1 의 a.f.c. 수단을 형성한다. 본 발명에 따른 직접 변환 통신 디바이스(1)의 추가의 실시예는 입력 신호  $\text{rf}$  의 신호 강도를 토대로 제 1 a.f.c. 수단에서 제 2 a.f.c. 수단으로의 스위칭 또는 그 반대의 스위칭을 위해 배열된다. 입력 신호  $\text{rf}$  의 신호 강도를 결정하기 위해서, 직접 변환 수신기는 RSSI-수단(Received Signal Strength Indication-means)을 갖추는데, 상기 수단은 종래의 RSSI-수단(도시되지 않음)일 수 있고, 또는 제 4 도와 관련하여 설명되듯이 게이트된 카운터일 수도 있다. 후자의 경우, 신호 강도는 예로 신호 I 또는 Q, 또는 신호 I 와 Q 의 곱인 카운터 입력 신호를 토대로 결정된다. 종래의 아날로그 RSSI-신호는 리미터(9,13)중 하나에서 얻어질 수 있으며, 상기 아날로그 RSSI-신호는 비교기(33)에 의해 소정의 임계값  $\text{thr1}$ 과 비교될 수 있다. 리미터 신호가 임계값  $\text{thr1}$  보다 높다는 것을 가리키는, 즉, 상대적으로 강한 신호인 비교기(33)의 출력 신호  $\text{sdta}$  가 제 2 a.f.c. 수단을 실행하면서 마이크로콘트롤러(20)에 입력된다. 마이크로콘트롤러는 신호  $\text{sdta}$  를 토대로 제 1 a.f.c. 에서 제 2 a.f.c. 수단으로 스위칭한다. 제 2 a.f.c. 수단을 제 7 도의 흐름도를 참고하여 이제 설명하겠다. 블록(10)에서 프로그램이 시작된다. 테스트 블록(11)에서 ROM(22)에 저장된 프로그램이 신호  $\text{sdta}$  를 테스트한다. 신호  $\text{sdta}$  가 상대적으로 강한  $\text{rf}$  입력 신호에 대응하는 논리값 '1'을 가지면, 마이크로콘트롤러(20)는 강한 입력 신호  $\text{rf}$  에 대해 특히 최적화되는 제 2 a.f.c. 수단으로 스위치시키고, 그 반대의 경우, 마이크로콘트롤러(20)는 설명되었듯이 블록(12)에서 제 1 의 A.F.C. 수단은 의미하는 축약어 FAFC 로 지적된, 즉, 본 발명에 따른 유효 데이터 스캐닝인, 제 1 a.f.c. 수단을 제어한다. 프로그램 루틴은 종료 블록(13)에서 종료된다. 제 2 의 A.F.C. 수단을 의미하는 축약어 SAFC 로 지적된 제 2 a.f.c. 수단은 먼저 블록(14)에서  $f_0$  및  $f_1$  신호의 측정을 포함하는데, 예로서, 설명된 카운터 수단으로, 즉, 복조 데이터가 '0' 이면,  $f_0$ 가 측정되고, 반면 복조 데이터가 '1' 이면  $f_1$  이 측정된다. 테스트 블록(15)에서  $f_1 > 2\Delta f$  인가,

또는  $f_0 > 2\Delta f$  인가, 즉  $|\delta f| > \Delta f$  인가가 테스트된다.  $\Delta f' \approx \Delta f$  이면, 그로인해  $\Delta f'$  의 정확한 값은 인가된 사전-변조 디-앰피시스에 의존한다. 만일 블록(15)에서의 조건이 거짓이라면, 즉, 닫힌 범위(in-range)라면,  $\delta f$  가  $\delta f = (f_0 - f_1)/2$  에 따라 블록(16)에서 산출된다. 블록 (15)의 조건이

참이면, 즉 열린 범위(out-of-range)이면, 블록(17)에서  $[\text{sign}(f_0 - f_1)] \cdot [(f_0 + f_1)/2]$ 에 의해  $\delta f$  가 산출된다.  $\text{sign}$  은 공지된 수학적  $\text{sign}$  함수이다. 블록(18)에서, 마이크로콘트롤러는 제어 신호  $\text{ct}$  를 공급하는 디지털-대-아날로그 변환 장치(31)에 대한 입력값을 결정한다. 상기 입력값은, 즉 예로 산출된 주파수 오프셋  $\delta f$  를 ROM(22)의 조사 테이블 LUT에 대한 어드레스값으로서 응용함으로써 결정되며, 조사 테이블 LUT 는 제어값  $\text{ct}$  의 디지털 표현을 포함한다. 조사 테이블은 직접 변환 디바이스(1)의 공지된 또는 측정된 a.f.c. 작용을 반영하는 데이터로 채워진다. 끝부분에 종료 블록(19)이 도시된다. 제 1 및 제 2 a.f.c. 수단은 모든 a.f.c. 실행이 입력 신호  $\text{rf}$  의 신호 전력과 대략적으로 선형이 되도록 최적화될 수 있다.

**(57) 청구의 범위****청구항 1**

rf(radio frequency) 입력 신호(rf)를 구적 관련 신호(I,Q)로 혼합하는 한쌍의 구적 관련 혼합기(7,11)에 결합된 로컬 주파수 발생 장치(14,15,16), 상기 구적 관련 신호를 복조 데이터(dta)로 복조하는 복조기(18), 구적 경로(4,5)에 결합되어 상기 로컬 주파수 발생 장치(14)에 제어 신호(ct)를 공급하는 a.f.c.(automatic frequency control) 수단을 포함하는 직접 변환 수신기(1)에 있어서, 상기 a.f.c. 수단이, 상기 제어 신호(ct)를 공급하는 디지털-대-아날로그 변환 장치(31)와, 상기 복조 데이터(dta)로부터 유효 데이터 신호(vdta)를 결정하는 신호 품질 결정 수단(32)과, 스캐닝 구간 동안 유효 데이터 범위(VR)를 저장하는 저장 수단(21)과, 상기 디지털-대-아날로그 변환 장치(31)의 출력 신호를 유효 데이터 범위(VR)내의 조절값으로 조절하는 수단을 포함하는 것을 특징으로 하는 직접 변환 수신기.

**청구항 2**

제1항에 있어서, 상기 조절값이 유효 데이터 범위(VR)내의 중간-범위값 주변의 값인 직접 변환 수신기.

**청구항 3**

제1항 또는 제2항에 있어서, 제 1 동작 모드에서 제 1 범위(DAR)가 스캔되고, 제 2 동작 모드에서 제한된 제 2 범위(LR)가 선행 조절값(ct) 주변에서 스캔되는 직접 변환 수신기.

**청구항 4**

제1항 또는 제2항에 있어서, 유효 데이터 스캐닝이 기대 데이터 프레임 동안 정지되는 직접 변환 수신기.

**청구항 5**

제1항 또는 제2항에 있어서, 스캐닝이 정기적으로 반복되는 직접 변환 수신기.

**청구항 6**

제1항 또는 제2항에 있어서, 상기 신호 품질 결정 수단(32)이 아날로그-대-디지털 변환 장치, 또는 비교 장치(41)에 결합된 주파수-대-전압 변환기(40)를 포함하여 상기 유효 데이터 신호(vdta)를 결정하는 직접 변환 수신기.

**청구항 7**

제1항 또는 제2항에 있어서, 상기 신호 품질 결정 수단(32)이 게이트된 카운터(70)에 결합된 마이크로 콘트롤러(20)를 포함하여 유효 데이터 신호(vdta)를 결정하는 직접 변환 수신기.

**청구항 8**

제1항 또는 제2항에 있어서, 상기 신호 품질 결정 수단(32)이, 유효 CRC, 단일 에러 신드롬을 갖는 CRC, 데이터 프레임 프리앰블, 싱크 패턴, 또는 BER 과 같은, 복조 데이터(dta)의 신호 특성을 토대로 유효 데이터 신호(vdta)를 결정하는 직접 변환 수신기.

**청구항 9**

제1항 또는 제2항에 있어서, 필터링된 복조 데이터(fdta)가 상기 복조 데이터(dta) 대신에 상기 유효 데이터 신호(vdta)를 결정하기 위해 사용되는 직접 변환 수신기.

**청구항 10**

제1항 또는 제2항에 있어서, 상기 구적 경로(4,5)에서 리미터(9,13)를 포함하며, 상기 리미터(9,13) 중 하나의 출력 신호 또는 리미터(9,13)의 출력 신호의 곱이 상기 복조 데이터(dta) 대신에 상기 유효 데이터 신호(vdta)를 결정하기 위해 사용되는 직접 변환 수신기.

**청구항 11**

제1항 또는 제2항에 있어서, 상기 로컬 주파수 발생 장치(14)가 열적으로 절연된 수정(15)을 포함하는 직접 변환 수신기.

**청구항 12**

rf 입력 신호(rf)를 구적 관련 신호(I,Q)로 혼합하는 한 쌍의 구적 관련 혼합기(7,11)에 결합된 로컬 주파수 발생 장치(14,15,16), 상기 구적 관련 신호를 복조 데이터(dta)로 복조하는 복조기(18), 구적 경로(4,5)에 결합되어 상기 로컬 주파수 발생 장치(14)에 제어 신호(ct)를 공급하는 a.f.c. 수단을 포함하는 직접 변환 수신기(1)에 있어서, 제1항 또는 제2항에서 청구된 제 1의 a.f.c. 수단, 상대적으로 강한 rf 입력 신호에 특히 적당한 제 2의 a.f.c. 수단(14,15,16,17,18,20,21,22), 상기 rf 입력 신호(rf)의 신호 강도를 결정하는 RSSI-수단(33)을 포함하며, 만일 결정된 신호 강도가 소정의 임계값(thr1)을 초과하면, 제 1의 a.f.c. 수단에서 제 2의 a.f.c. 수단으로 스위치하도록 되어 있는 것을 특징으로 하는 직접 변환 수신기.

**청구항 13**

제12항에 있어서, 상기 제 2의 a.f.c. 수단이, 범위내 상황과 범위의 상황 각각에 대해, 상기 복조 데이터(dta)의 측정된 주파수( $f_0, f_1$ )를 토대로 상기 로컬 주파수 발생 장치(14)의 주파수 오프셋( $\delta f$ )을 결정

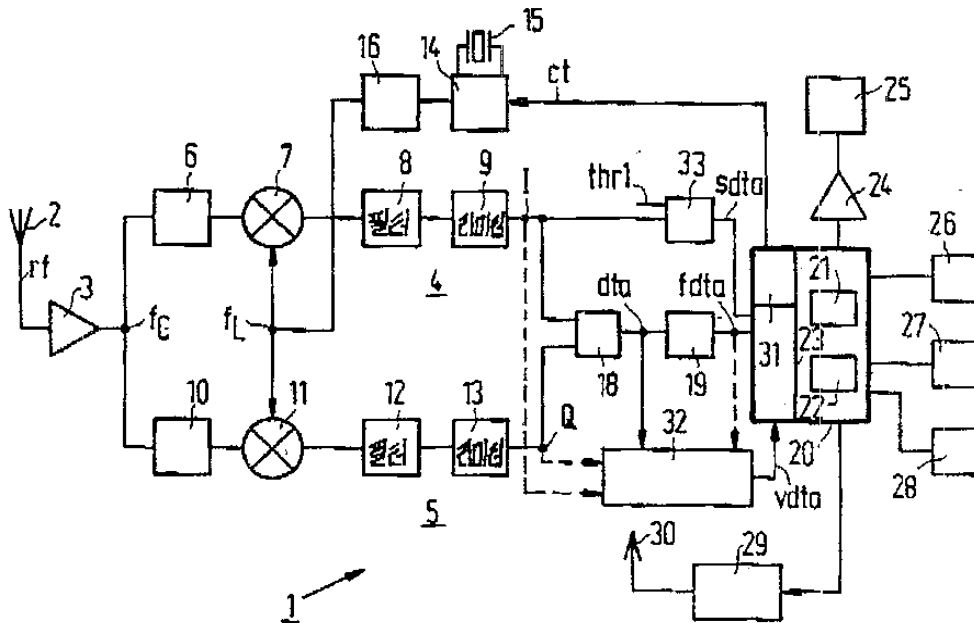
하는 수단(17,20,22)과, 결정된 주파수 오프셋을 토대로 상기 제어 신호(ct)를 결정하는 수단(LUT)을 포함하는 직접 변환 수신기.

#### 청구항 14

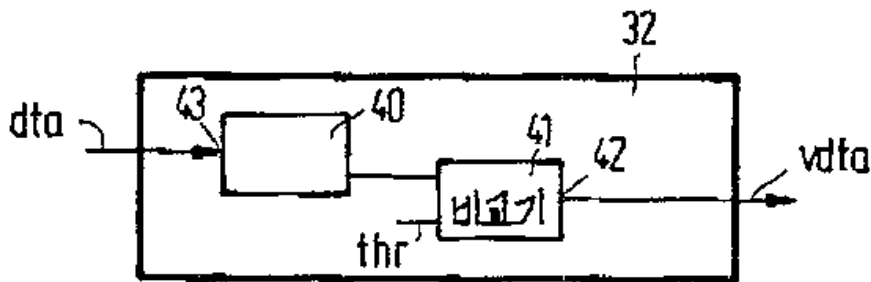
제13항에 있어서, 상기 제어 신호(ct)를 결정하는 수단이 소정의 제어 신호값을 포함하는 조사 테이블(LUT)을 포함하며, 상기 결정된 주파수 오프셋( $\delta f$ )이 상기 조사 테이블의 어드레스를 위한 어드레스 값인 직접 변환 수신기.

도면

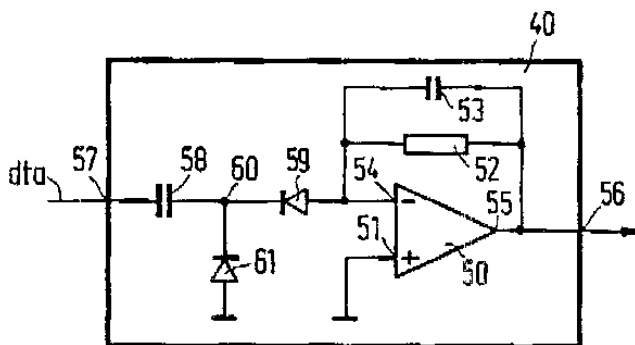
도면1



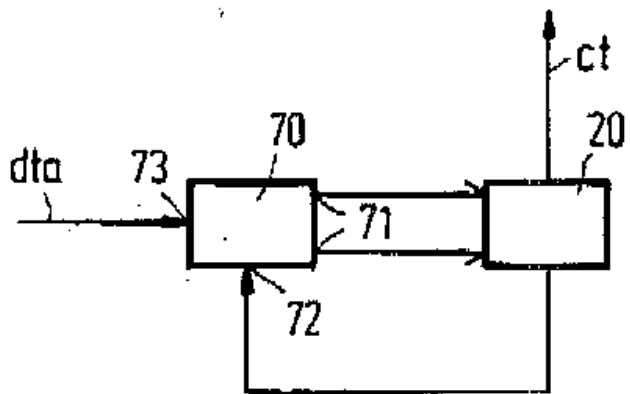
도면2



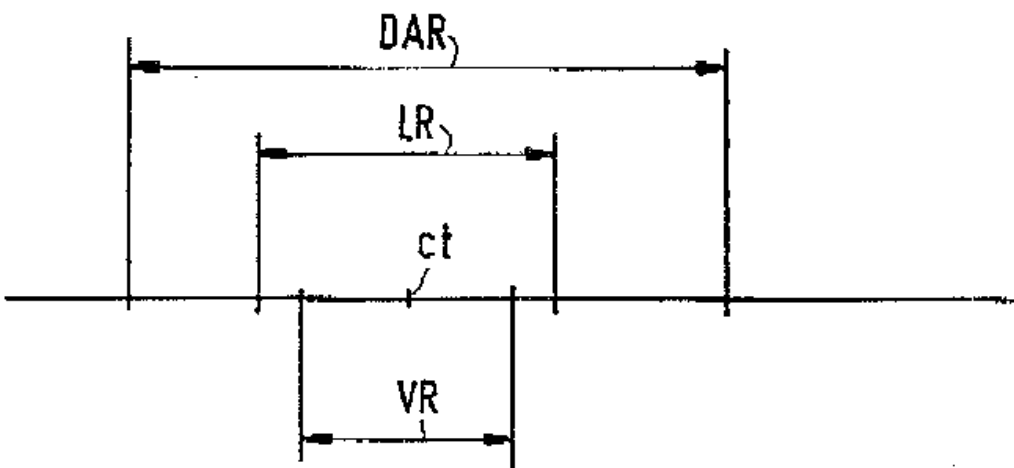
도면3



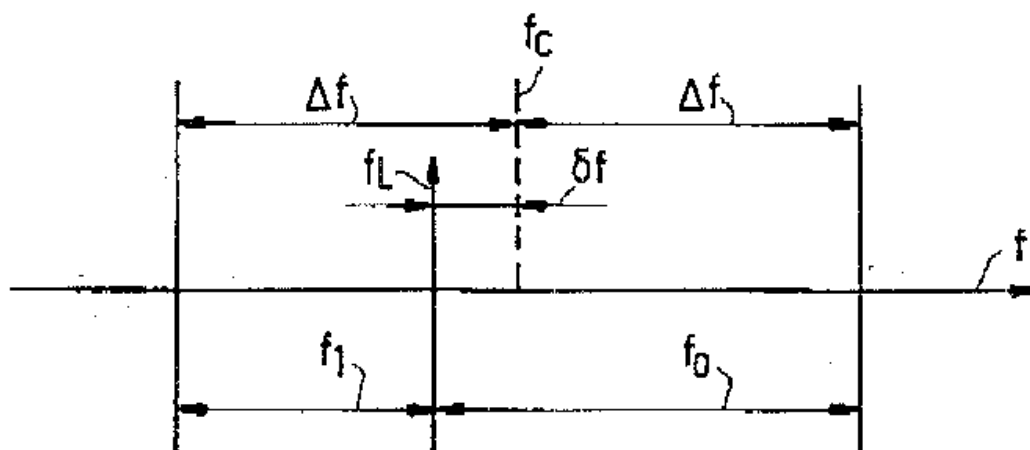
도면4



도면5



도면6



도면7

